

Japanese Patent Laid-open Publication No. 2000-106543 A

Publication date: April 11, 2000

Applicant: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

Title: OPTICAL TRANSMITTER

[0038]

[Embodiment] (First Embodiment)

A first embodiment of the present invention is described with reference to Figs. 1 to 9. As shown in Fig. 1, an optical transmission device includes precoding circuits 1 and 1' that receive multiplexed NRZ differential electrical signals from input terminals 14 and 14' and output coded NRZ electrical signals that are precoded, bandpass filters 2 and 2' that receive the coded NRZ electrical signals and operate as differentiating circuits that generate differentiated signal pulses having the same amplitudes of opposite polarities from the ground level, capacitive coupling drive circuits 3 and 3' that amplify differentiated signals to the level enough to drive an optical intensity modulator 4, the push-pull Mach-Zehnder optical intensity modulator 4 that receives differential differentiated signals that have been amplified by the drive circuits 3 and 3' and generates an RZ optical signals, and an optical amplifier 6 that amplifies an output from the optical intensity modulator 4. The precoding circuits 1 and 1' and the bandpass filters 2 and 2' can be bipolar code converters that provide complementary outputs. Fig. 2 depicts a configuration of the precoding circuits 2 and 2'. Each of the precoding circuits 2 and 2' includes an exclusive-OR circuit 7 and a one-bit delay circuit 8. Fig. 3 depicts waveforms of units of the optical transmission device according to the first embodiment.

[0039] Advantages of the present invention are described below. The present invention has the following four advantages.

- 1) The NRZ electrical signal is precoded and then converted into a differentiated signal by passive microwave components or the like. Therefore, an input signal can be a ternary signal of a direct-current balanced code that does not contain direct-current component. Thus, the drive circuits 3 and 3' need not have baseband amplification characteristics from direct current level and amplification can be performed with 3-dB bandwidth of only half (=B Hz) of that of the conventional technology.
- 2) In the conventional technology for directly amplifying an RZ electrical signal, use of a capacitive coupling drive circuit causes DC level fluctuation of a drive waveform because of variation in mark ratio of a signal. Therefore, the drive circuit needs to have an output dynamic range that is substantially twice as large as a normal range, and further, a control circuit needs to be provided for compensating for, by using mark ratio, variation in a bias point of the optical intensity modulator 4 caused by variation in mark ratio. On the other hand, according to the present invention, because the differentiated signal does not contain direct current component, DC level fluctuation caused by mark ratio hardly occurs. Thus, the above disadvantages of the conventional technology can be resolved.
- 3) Fig. 4 is a schematic diagram for explaining an operation of the optical intensity modulator 4. The horizontal axis represents a drive voltage and a vertical axis represents an optical intensity. The present embodiment employs the periodical electro-optical response characteristics of the push-pull Mach-Zehnder optical

intensity modulator 4. When an operating point of the optical intensity modulator 4 is selected as shown in Fig. 4, differentiated signal pulses having opposite polarities are reflected at a direct-current level (the second level) of the point A. As a result, the optical intensity modulator 4 that has a single-stage configuration generates an RZ optical signal pulse. At this state, a difference between the phase of an optical signal at the point B (the first level) in Fig. 4 and the phase of an optical signal at the point C (the third level) in Fig. 4 corresponds to  $\pi$ . Furthermore, the point B corresponds to a rising edge of the coded NRZ electrical signal and the point C corresponds to a falling edge of the coded NRZ electrical signal. Thus, adjacent RZ optical signal pulses have opposite phases. Furthermore, by employing a 1/4 wavelength short stub line (with clock frequency B (Hz) in the transmission rate), the duty cycle of a pulse can be reduced to substantially 1/2. As a result, a bandwidth of the generated RZ optical signal can be  $2B$ , which can be modulated by the optical intensity modulator 4 having a single-stage configuration. Thus, output power required to an optical source 5 can be the same level as that required for NRZ modulation.

4) Fig. 5 depicts an optical spectrum of an RZ optical signal generated by the optical transmission device of the present invention. Because the differentiated signals are used, the probability to be at each of the point B and the point C in Fig. 4 is 1/2. Therefore, as shown in Fig. 5, the generated RZ optical signal does not contain optical carrier frequency component irrespective of mark ratio. Thus, spectral density of the RZ optical signal is lower than that of a conventional RZ optical signal. As a result, RZ optical signal power in which the maximum spectral density of the present RZ optical signal is equal to the

threshold density of Stimulated Brillouin Scattering (SBS) can be set higher than that of the conventional RZ optical signal. Furthermore, because the spectral density is low in the present embodiment, even when wavelength division multiplexing transmission is carried out at around zero-dispersion wavelength of a transmission line, it is possible to reduce cross talk caused by four-wave mixing (FWM) that has caused problems in the conventional RZ transmission and the conventional NRZ transmission.

[0044] (Second Embodiment)

A second embodiment of the present invention is described below with reference to Figs. 10 and 11. Fig. 10 is a block diagram of main units of an optical transmission device according to the second embodiment. Fig. 11 is a schematic diagram of a precoding unit of the optical transmission device according to the second embodiment. In the second embodiment, as shown in Fig. 10, a single-ended NRZ electrical signal is input and a differential precoded signal is output.

[0045] A multiplexed single-ended NRZ electrical signal is input from an input terminal 71. A differential precoding circuit 72 outputs a coded NRZ electrical signal that is precoded. The bandpass filters 2 and 2' serving as differentiating circuits receive the coded NRZ electrical signal and generate differentiated electrical pulses having the same amplitudes of opposite polarities from the ground level. The capacitive coupling drive circuits 3 and 3' amplify the differentiated signals to the level enough to drive the optical intensity modulator 4. The push-pull Mach-Zehnder optical intensity modulator 4 receives a differential differentiated signal that has been amplified by the capacitive coupling drive circuits 3 and 3' and generates an RZ optical signal. The optical amplifier 6

amplifies output from the optical intensity modulator 4. As shown in Fig. 11, the differential precoding circuit 72 of the present invention includes the exclusive-OR circuit 7, the one-bit delay circuit 8, and a differential conversion circuit 73 arranged at an output stage so that a precoded output is output as a complementary coded NRZ signal.

[0046] (Third Embodiment)

A third embodiment of the present invention is described with reference to Figs. 12 to 19. Fig. 12 is a block diagram of main units of an optical transmission device according to the third embodiment. Fig. 13 is a schematic diagram of a precoding unit of the optical transmission device according to the third embodiment. Fig. 14 depicts waveforms of units of the optical transmission device according to the third embodiment. Fig. 15 is schematic diagram for explaining a bias state of a binary electrical signal to be applied to an optical modulating unit according to the third embodiment. Figs. 16 and 17 are schematic diagrams for explaining a method of applying a bias voltage by an optical intensity modulator of the optical transmission device according to the third embodiment.

[0047] The optical transmission device includes an electrical clock generation circuit 86 that generates a clock electrical signal synchronized with an NRZ electrical signal, a clock pulse optical source 83 that generates an optical clock pulse signal synchronized with the clock electrical signal, the differential precoding circuit 72 that receives a single-ended NRZ electrical signal from an input terminal 81 and outputs a coded NRZ electrical signal that is precoded, differential logical multiplication (AND) circuits 82 and 82' that performs logical AND operation of

an input NRZ electrical signal and a precoded NRZ electrical signal, the differential conversion circuit 73 that outputs a logical AND as a differential output, and an optical intensity modulator 84.

[0048] With the above configuration, all signals in electrical circuits are binary NRZ signals and therefore processing on ternary signals at an electrical stage is not necessary. Furthermore, an optical pulse train with less pattern jitter is to be modulated. Therefore, it is possible to reduce pattern jitter of a modulated optical RZ signal. An input NRZ electrical signal is input to the precoding circuit 72 and thereby differential precoded NRZ outputs B1 and B2 are obtained of which polarities are reversed every time a mark bit of the input NRZ electrical signal is input. In the AND circuits 82 and 82', by performing AND operation of the input NRZ electrical signal A and the precoded NRZ electrical signals B1 and B2, a mark bit is alternately output to AND signal output ports C2 and C3 every time the mark bit is input to the input NRZ electrical signal. Fig. 12 depicts a configuration when the optical intensity modulator 84 is an MZ intensity modulator having a push-pull configuration in which a first optical modulating unit and a second modulating unit are connected in series. Logical AND signals C2 and C3 to be applied to the two optical modulating units are converted into differential outputs D1/D2 and D3/D4, respectively, by the differential conversion circuit. Then, as shown in Fig. 15, the signals are biased and applied to the two optical modulating units in a push-pull manner. Every time the mark bit is input to the input NRZ electrical signal, the AND circuits 82 and 82' are alternately opened and the first modulating unit and the second modulating unit are alternately modulated. As a result, a difference between

the phase of an RZ optical signal bit modulated by the first modulating unit and the phase of an RZ optical signal bit modulated by the second modulating unit corresponds to  $\pi$ .

[0049] Fig. 16 depicts a configuration for setting operating bias of the optical intensity modulator 84. A bias voltage is applied to either one of two optical waveguides through a bias port 85 that is electrically isolated from the first and the second modulating units based on an average power monitored by a photoelectric converting unit.

[0050] Fig. 17 depicts another configuration for setting operating bias of the optical intensity modulator 84. Fig. 18 depicts a detailed configuration of a bias control circuit. Fig. 19 is a diagram of a low-pass filter circuit (LPF) 94 that detects mark ratio variation. In Fig. 17, amplitudes of drive circuits 21' and 21" of the first modulating unit and the second modulating unit are slightly modulated by different frequencies, and then the intensity modulator 84 is modulated. An RZ optical modulation signal that has modulated the intensity modulator 84 is branched and a branched signal is converted into an electrical signal by the photoelectric converting unit. The bandpass filter BPF 1 and the bandpass filter BPF 2 extract frequency components that have been modulated by the bias control circuits. The signals are then input to bias control circuits 1 and 2 (88 and 88'), respectively. In the bias control circuit shown in Fig. 18, a mixer 92 detects a phase difference between a modulation phase of an original modulation frequency signal source 90 and a phase of a detection signal 91 and thereby a direction of change of a bias signal is detected. Then, the bias control circuit controls to minimize the amplitude of the detection

signal 91. At this state, a mark ratio detection circuit detects mark ratio, adjusts a bias voltage by an adder 93 shown in Fig. 18 based on a previously measured duty-cycle value, and makes an output.

[0051] (Fourth Embodiment)

A fourth embodiment of the present invention is described below with reference to Figs. 20 to 25. Fig. 20 is a block diagram of main units of an optical transmission device according to the fourth embodiment. Fig. 21 is a diagram for explaining a power adding unit of the optical transmission device according to the fourth embodiment. Fig. 22 depicts a precoding unit of the optical transmission device according to the fourth embodiment. Fig. 23 depicts waveforms of units of the optical transmission device according to the fourth embodiment. Fig. 24 is a schematic diagram for explaining a bias state of a ternary power adding electrical signal to be applied to an optical modulating unit according to the fourth embodiment. Fig. 25 is a schematic diagram for explaining a method of applying a bias voltage by an optical intensity modulator of the optical transmission device according to the fourth embodiment.

[0052] With the above configuration, an optical pulse train with less pattern jitter is to be modulated. Therefore, it is possible to reduce pattern jitter of a modulated optical RZ signal. An input NRZ electrical signal is input to the precoding circuit 72 and thereby differential precoded NRZ outputs B1 and B2 are obtained of which polarities are reversed every time a mark bit in the input NRZ electrical signal is input. In the AND circuits 82 and 82', by performing AND operation of the input NRZ electrical signal A and the precoded NRZ electrical signals B1 and B2, a mark bit is alternately output to AND signal

output ports C2 and C3 every time the mark bit is input to the input NRZ electrical signal. At this state, the C2 output signal has inverted logic with respect to the NRZ electrical signal input. Fig. 20 depicts an example in which an optical intensity modulator 102 is an MZ intensity modulator having a push-pull configuration. Logical AND signals C1, C2, C3, and C4 are converted into ternary differential power adding output signals D1' and D2' by power adding circuits 100 and 101. Then, as shown in Fig. 24, the signals are biased and applied to a modulating unit in a push-pull manner. In the MZ optical intensity modulator 102, a differential power adding output signal electrical pulse waveform is reflected at the second level of the differential power adding output signal, and an RZ optical clock pulse from a clock pulse optical source is modulated so that a difference between the optical modulation phase of the first level of the differential power adding output signal and the optical modulation phase of the third level of the differential power adding output signal corresponds to  $\pi$ .

[0053] Fig. 21 is a schematic diagram of the power adding circuits 100 and 101 constituted of passive components. In case of a 50-ohm system, 6-dB power adding can be achieved by setting resistance R to be 50 ohms. Fig. 25 depicts a configuration example for applying a bias voltage to the optical intensity modulator 102. The bias voltage is applied to either one of two optical waveguides through a bias port 104 that is electrically isolated from a modulating unit.

[Fig. 2] A schematic diagram of a configuration of a precoding circuit.

[Fig. 3] A schematic diagram of waveforms of units of an optical transmission device according to a first embodiment

of the present invention.

[Fig. 10] A block diagram of main units of an optical transmission device according to a second embodiment of the present invention.

[Fig. 12] A block diagram of main units of an optical transmission device according to a third embodiment of the present invention.

[Fig. 20] A block diagram of main units of an optical transmission device according to a fourth embodiment of the present invention.

#### EXPLANATIONS OF LETTERS OR NUMERALS

- 2, 2' bandpass filter
- 3, 3', 21, 22, 23 drive circuit
- 4, 31, 32 optical intensity modulator
- 5 optical source
- 6 optical amplifier
- 7 exclusive-OR circuit
- 8 one-bit delay circuit
- 71, 81 single-ended NRZ input terminal
- 72 differential precoding circuit
- 83 clock pulse optical source
- 84 optical intensity modulator
- 85 bias port
- 100, 101 power adding circuit
- 102 optical intensity modulator

(19)日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-106543

(P2000-106543A)

(43)公開日 平成12年4月11日 (2000.4.11)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>  
 H 0 4 B 10/152  
 10/142  
 10/04  
 10/06  
 G 0 2 F 1/01

識別記号

F I  
 H 0 4 B 9/00  
 G 0 2 F 1/01  
 H 0 4 L 25/493

コード\* (参考)

L  
B

審査請求 有 請求項の数 7 ○ L (全 18 頁) 最終頁に統く

(21)出願番号 特願平11-212153

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(22)出願日 平成11年7月27日 (1999.7.27)

(72)発明者 宮木 裕

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(31)優先権主張番号 特願平10-214209

(72)発明者 米永 一茂

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(32)優先日 平成10年7月29日 (1998.7.29)

(72)発明者 桑原 昭一郎

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(74)代理人 100074930

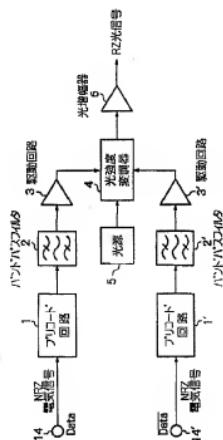
弁理士 山本 恵一

## (54)【発明の名称】 光伝送装置

## (57)【要約】

【課題】 R Z (Return-to-Zero)光信号の光信号スペクトル帯域を従来の半分とし、光キャリア成分を抑圧したR Z光信号を提供する。

【解決手段】 2値N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を符号化して、N R Z信号の一方の論理レベルの信号に反転する2値ブリコードN R Z信号を生成したのち、ブリコードN R Z信号を微分してブリコードN R Z信号のパルスエッジごとに極性が反転する微分電気信号を生成する。本信号を用いて光強度変調器を駆動して、発光ビットごとに光位相がπ反転する光R Z信号を発生する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を入力する入力端子と、この入力端子から入力された前記N R Z電気信号をR Z (Return-to-Zero)光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置において、前記変換する手段は、N R Z差動電気信号を入力し当該N R Z差動電気信号の値と当該N R Z差動電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理和の値を出力するプリコード手段と、この排他的論理和の値の立ち上がり点および立ち下りがり点でそれぞれ極性の異なる微分電気信号パルスを生成する微分符号化手段と、この微分電気信号パルスにしたがって3値微分電気信号の第2のレベルを中心で微分電気パルス波形を折り返し、かつ微分信号の第1と第3のレベルに対応する光変調信号位相が $\pi$ 異なるように連続光を強度変調する光強度変調手段とを備えたことを特徴とする光伝送装置。

【請求項2】 N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を入力する端子と、この入力端子から入力された前記N R Z電気信号をR Z (Return-to-Zero)光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置において、前記変換する手段は、シングルエンドN R Z電気入力信号を入力し、当該N R Z電気信号の値と当該N R Z電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他の論理和の値を差動出力するプリコード手段と、この排他の論理和の値の立ち上がり点および、立ち下りがり点で、それぞれ極性の異なる微分電気パルスを生成する微分符号化手段と、この微分電気信号にしたがって、3値の微分電気信号の第2のレベルを中心で微分電気パルス波形を折り返し、微分信号の第1と第3のレベルに対応する光変調位相が $\pi$ 異なるように連続光を強度変調する光強度変調手段とを備えたことを特徴とする光伝送装置。

【請求項3】 N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を入力する端子と、この入力端子から入力された前記N R Z電気信号をR Z (Return-to-Zero)光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置において、前記変換する手段は、当該N R Z電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源と、シングルエンドN R Z電気入力信号を入力し、当該N R Z電気信号の値と当該N R Z電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他の論理和の値を差動出力するプリコード手段と、N R Z電気入力信号とプリコードされた差動N R Z信号を入力として、N R Z電気入力信号とプリコードされた差動N R Z信号の論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段と、前記光クロック光信号を入力として、前記光クロック光信号の出力光信号のマークビットの強度と位相を独立に変調し出力光信号のマークビット

の位相が交互に $\pi$ 異なるように強度変調する光強度変調手段とを備えたことを特徴とする光伝送装置。

【請求項4】 請求項1、2、3記載の光強度変調手段は、動作点バイアス電圧が、当該差動論理積符号と電気的に分離された端子に印加されることを特徴とする光伝送装置。

【請求項5】 N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を入力する端子と、この入力端子から入力された前記N R Z電気信号をR Z (Return-to-Zero)光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置において、

前記変換する手段は、当該N R Z電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源と、シングルエンドN R Z電気入力信号を入力し、当該N R Z電気信号の値と当該N R Z電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他の論理和の値を差動出力するプリコード手段と、N R Z電気入力信号とプリコードされた差動N R Z信号を入力として、N R Z電気入力信号とプリコードされた差動N R Z信号の論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段と、2つの当該差動論理積符号手段からの論理の異なる2つの論理積符号化N R Z信号のパワ加算を行うパワ加算符号を出力するパワ加算手段と、当該光クロック光信号を入力として、当該パワ加算符号にしたがって、3値のパワ加算符号の第2のレベルを中心でパワ加算符号を折り返し、パワ加算符号の第1と第3のレベルに対応する光変調位相が $\pi$ 異なるように当該光クロック光信号を強度変調する光強度変調手段とを備えたことを特徴とする光伝送装置。

【請求項6】 前記光強度変調手段は、マッハゼンダ強度変調器を含む請求項1、2、3、4、5のひとつに記載の光伝送装置。

【請求項7】 N R Z (Non-Return-to-Zero)電気信号を入力する入力端子と、この入力端子から入力された前記N R Z電気信号をR Z (Return-to-Zero)光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置において、前記変換する手段は、クロック信号にしたがって連続光を光強度変調を行う第1の光強度変調手段と、この第1の光強度変調手段の出力光信号をN R Z電気信号にしたがって光強度変調を行う第2の光強度変調手段と、当該N R Z電気信号を入力し当該N R Z電気信号の値と当該N R Z電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他の論理和の値を出力するプリコード手段と、この排他の論理和の値にしたがって前記第2の光強度変調手段の出力光信号の1パルス毎に $\pi$ ずつの位相変化を与える位相変調手段とを備えたことを特徴とする光伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は光通信の伝送装置および送受信装置に関する。本発明は特に以降光信号帯域

および送信部のベースバンド電気信号帯域を縮小させる技術に関する。

### 【0002】

【従来の技術】近年の光ファイバ伝送方式では、高出力かつ広い増幅帯域特性をもつ光ファイバ増幅器が広く用いられるようになり、光ファイバ伝送路でのファイバ内入力光パワーは、10 dBmを容易に超えるようになってきた。その結果、光ファイバ中の屈折率が入力光信号強度によって変調されるKerr効果により、光信号自身が位相変調をうけ、光変調スペクトルが広がり、光ファイバの分散との相互作用により波形歪が生じる。また波長多重システムにおいて、チャネル同士の非線形クロストークによる波形歪、S/N劣化が生じる。

【0003】この影響は、信号フォーマットに強く依存することが知られており、例えば、RZ(Return-to-Zero)信号は、NRZ(Non-Return-to-Zero)信号に比べてそのパルス幅がピットごとにそろっているため、長距離伝送した場合の非線形効果による波形歪の劣化が容易であるなどの利点があることが報告されている。

【0004】例えば文献:D.Breuer et al., Comparison of NRZ and RZ-Modulation Format for 40-Gbit/s TD M Standard-Fiber Systems, IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 9 No. 3 pp.398-400, 1997では、1.3 μm零分散ファイバ伝送路を中離区間ごとに分散補償した線形中離系において、RZ信号はNRZ信号に比べて40 Gbit/sにおいて再生中離距離を約3倍程度拡大できることが、シミュレーションで予測されている。また、文献:R.M.Jopson et al., Evaluation of return-to-zero modulation for wavelength-division-multiplexed transmission-over conventional single-mode-fiber, R. M. Jopson et al., in Tech. Digest of Optical Fiber Comm. Conf. '98 FEI, p.406-407, 1998では、1.0~1.5 Gbit/s波長WDM伝送系において、RZ信号はNRZ信号に比べて1チャネルあたりのパワーが増大できることが実験的に示されている。また文献:A.Sano et al. IEEE Electronics Letters Vol.30, p.1694-1695 1994では、データに同期した位相変調を施すことにより、SBS散乱レベルが改善でき、ファイバ内入射パワーを増加することができる。

【0005】従って、高速光伝送システムでは、RZ信号の形で伝送することが好ましい。

【0006】信号のフォーマットがRZ(Return-to-Zero)である光信号を伝送する従来の光伝送装置の構成を図28および29に示す。図28は、入力されたNRZ電気信号がNRZ/RZ変換回路51においてRZ電気信号に変換され、RZ光強度変調器駆動回路52により増幅されたRZ電気信号によりRZ光強度変調器50を直接駆動し、光源5からの連続(CW)光を変調してRZ光信号を生成する構成である。

【0007】図29は、まず、入力されたNRZ電気信号

号が、NRZ光強度変調器駆動回路62により増幅され、1段目のNRZ光強度変調器60で光源5からの連続(CW)光を変調してNRZ光信号を生成する。次に、入力されたNRZ電気信号(伝送速度: B (bit/s))に同期した入力クロック信号(周波数: B (Hz))を用いてクロック光強度変調器駆動回路63により、2段目のクロック光強度変調器61をサイン波で駆動することにより、1段目のNRZ光強度変調器60で生成されたNRZ光信号から、RZ光信号を生成している(例えば、A.Sano et al. IEEE Electronics Letters Vol.30, P.1694-1695 1994)。

【0008】また、特開平8-254673(ゼロ復帰フォーマットにおけるデータ符号化されたパルスを発生するための方法と装置)(対応U.S.P. 5,625,722) (Method and apparatus for generating data encoded pulses in return-to-zero format)においては、光のマッハツエンダ型変調器の透過率の周期性を全波長流特性として利用し、2値NRZ電気信号をRZ光信号に変換する構成が示されている。2値NRZ電気信号を入力とし、エンコーダとよばれるブリコード回路でブリコーディングされた符号化NRZ電気信号に変換し、分岐したのち一方の論理を反転させる。マッハツエンダ型変調器を差動構成の符号化NRZ電気信号で変調することにより、RZ信号を発生させている。

【0009】また、クロック電気信号から、光クロックパルス信号を発生できる発生変調する構成が、以下の3つの文献にしめされている。文献(K.Iwatsuki et al. "Generation of transform limited gain-switched DFB-LD pulses < 6 ps with linear fiber compression and spectral window", Electronics Letters Vol.27, pp.1981-1982, 1991)には当該発明者として利得スイッチ半導体レーザーを用いる方法、文献(M.Suzuki et al. "New application of sinusoidal driven InGaAsP electroabsorption modulator to in-line optical gate with ASE noise reduction effect", J.Lightwave Technol. 1, 1992, vol.10 pp.1912-1919)にはCW発振している半導体レーザ光信号を電界吸収型半導体変調器で変調する方法、文献(K.Sato et al. "Frequency Range Extension of actively mode-locked lasers integrated with electroabsorption modulators using chirped grating" J. of selected topics in quantum electronics vol.3 No.2, 1997, pp.250-255)には集積化されたモード同期半導体レーザーを用いる方法が示されている。但し、上記には変調手段は述べられていない。

### 【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術では、いずれの方法を用いても、生成されるRZ光信号の光変調帯域が4B以上(伝送速度: B (bit/s))になり、NRZ光信号帯域の2倍以上となる。このため、NRZ光信号に比較して伝送路の波長分散により波形歪が生じ



やすい問題がある。図30は従来例の光伝送装置によるNRZ光信号スペクトルを示す図であり、図31は従来例の光伝送装置によるRZ光信号スペクトルを示す図である。図30および図31からわかるように、従来例技術によるとRZ光信号の光変調帯域がNRZ光信号帯域の2倍以上となる。

【0011】また、図28に示す従来例技術では、電気段でNRZ電気信号からRZ電気信号に変換するためのNRZ/RZ変換回路51と、RZ電気信号を増幅するRZ光強度変調器駆動回路52と、RZ光強度変調器50とにし、NRZ電気信号で必要な帯域の2倍(DCから2B(Hz)まで)の広帯域特性が必要であり、伝送速度が上がるにしたがって現実的な回路の設計が困難になる問題がある。

【0012】図29に示す従来例技術では、光強度変調器がNRZ光強度変調器60およびクロック光強度変調器61の二段構成となるから、最終段で出力されるRZ光信号のS/N比をNRZ光信号と同程度に維持するには、光強度変調器の一段分の損失と変調損を補うために、光源5の出力を6~9dB程度増大する必要があり、光源5の高出力化の実現が課題となる。またNRZ光信号と同期クロック信号の変調位相を制御するための位相制御回路64が必要となる繁雑さがある。

【0013】また、従来技術では、いずれの装置を用いても、生成されるRZ光信号の変調スペクトルに連続光のキャリア周波数を中心に $n \cdot B$ (Hz)で線スペクトルを持つ。このため伝送ファイバに入力される信号パワーが約7dBmを超えると、分散シフトファイバ伝送路では、誘導ブリルアン散乱(SBS)により閾値的にファイバ内光入力パワーリミットを受けける。このため連続光源の光周波数範囲を拡大してSBSによる光入力パワーリミットを緩和する必要となり、このためのSBS抑止用線幅変調回路53などの外部回路が必要となる繁雑さがある。

【0014】また、RZ光信号には、図31に示すように、光のキャリア周波数成分(f<sub>c</sub>)があるために、RZ光信号スペクトル密度が高く、RZ光信号スペクトル密度の最大値が誘導ブリルアン散乱(SBS)による閾値密度と等しくなるRZ光信号パワーより高い送信パワーをファイバ内に入力すると、SBSによりこれらの高密度スペクトル成分が後方散乱を受け、波形歪を生じる(例えば、H. Kawakami et al. "Overmodulation of intensity modulated signal due to Stimulated Brillouin Scattering Electron. Lett. vol. 30, No. 18 pp. 1507-1508, 1994)。また、これらのRZ光信号を波長多重(WDM)した場合には、光信号スペクトル密度の高い部分が4光波混合(FWM)を起こし易く、ポンプブリッジによるクロストーク等が発生し易い。

【0015】さらに、従来のRZ電気信号をそのまま増幅する方式では、容量結合型の駆動回路を用いると信号

のマーク率変動により駆動波形のDCレベル変動が生じ、駆動回路の出力ダイナミックレンジを約2倍以上とする必要があり、また、マーク率によって変動する光強度変調器のバイアス点をマーク率によって補償する制御回路が必要である。

【0016】以上述べたように、従来構成では、RZ光信号発生に必要な光スペクトル帯域がNRZ光信号に比較して2倍以上となり、光ファイバ伝送路の波長分散による信号劣化の影響を受け易いこと、RZ電気信号を扱う電気回路に要求される帯域がNRZ電気信号伝送時に比べ2倍となり高速化が難しいこと、SBSによるファイバ内光入力パワーリミットを受け易く、外部回路による光周波数範囲の拡大が必要となること、4光波混合(FWM)によるクロストークが発生し易いこと、信号のマーク率変動により駆動波形のDCレベル変動が生じること、が問題点である。

【0017】本発明は、このような背景に行われたものであって、RZ光信号発生に必要な光スペクトル帯域を従来の半分以下で実現し、光ファイバ伝送路の波長分散による信号劣化の影響をうけにくくすることができる光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、電気回路、光強度変調器に要求される電気信号帯域を伝送速度20dB程度で発生することができる光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、SBSによるファイバ内光入力パワーリミットを本質的に除くことができる光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、光源の出力パワーを低減させることができる光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、4光波混合(FWM)によるクロストークの影響を低減することができる光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、信号のマーク率変化によるDCレベル変動のない光伝送装置を提供することを目的とする。本発明は、光ファイバ伝送路および光送受信部で生じる符号間干渉を引き起こし難い光伝送装置を提供することを目的とする。

【0018】  
 【課題を解決するための手段】本発明は、NRZ電気信号を入力する入力端子と、この入力端子から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。本発明の特徴とするところは、前記変換する手段は、NRZ差動電気信号を入力し当該NRZ差動電気信号の値と当該NRZ差動電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理和の値を出力するブリコード手段と、この排他的論理和の値の立ち上がり点および立ち下がり点でそれぞれ極性の異なる微分電気信号パルスを生成する微分符号化手段と、この微分電気信号パルスを生成する微分符号化手段と、この微分電気信号パルスにしたがって3値の微分電気信号の第2のレベルを中心に、微分電気パルス波形を折り返し、かつ、微分信号の第1と第3のレベルに対応する光変調信号位相が異なるように連続光をRZ強度変調する光強度変調手段とを備えるところにある。なお、前

記光強度変調手段は、マッハウェンダ強度変調器を含む構成とすることが望ましい。

【0019】また入力NRZ電気信号がシングルエンド入力の場合においても、ブリコード手段の出力が差動出力になつていれば、等しい機能を実現する。

【0020】このように、NRZ電気信号をブリコードイングしたのち微分信号に変換することにより、入力信号が直流成分を含まない直流平衡信号でありかつ3種信号となつてゐるため、電気回路、光強度変調器は、直流からのベースバンド増幅・変調特性が必要なくなり、要 求される帯域を伝送速度B程度で発生することができる。さらに、微分信号は直流成分を含まないため、マーク率によるDCレベル変動がない。また、一段構成の光強度変調器で変調できるため、連続光源に要求される出力パワーを低減させることができる。

【0021】さらに、微分信号を用いていたため生成されたRZ光信号は、マーク率によらず光のキャリア周波数成分はなくなり、RZ光信号スペクトル密度が従来構成のRZ光信号スペクトル密度に比べ低くなる。このため、本発明のRZ光信号のスペクトル密度の最大値が誘導ブリリアン散乱(SBS)によるしきい値密度と等しくなるRZ光信号パワーや、従来構成のRZ光信号より高くできる。また、スペクトル密度が低いことにより、伝送路の零分散波長付近で波長多重伝送の場合でも、従来のRZ、NRZ伝送で問題となる光波混合(FWM)によるクロストークの影響を低減できる。

【0022】さらに、バスbyバスの位相が反転しているため、伝送路における偏波分散等によるマルチバスによりフェージングがおきても、バスエッジの重なり部分において位相が反転しているため、強度変調された信号は、バスエッジの重なり部分の強度は干渉により相殺され、符号間干渉を引き起こし難い。

【0023】本発明のもう一つの構成として、前記変換する手段は、当該NRZ電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源と、シングルエンドNRZ電気入力信号を入力し、当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理和の値を差動出力するブリコード手段と、NRZ電気入力信号とブリコードされた差動NRZ信号を入力として、NRZ電気入力信号とブリコードされた差動NRZ信号の論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段と、当該クロック光信号を入力として、当該差動論理積符号にしたがって、各アームの変調部が電気的に絶縁され直列に配置された2つ変調部を変調するより、当該光クロック光入力信号の強度と位相を独立に変調し出力光信号のマークピットの位相が交互に異なるように強度変調する光強度変調手段とを備える構成とすることもできる。

【0024】本発明のまたもう一つの構成として、前記変換する手段は、当該NRZ電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源と、シングルエンドNRZ電気入力信号を入力し、当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理和の値を差動出力するブリコード手段と、当該NRZ電気入力信号と当該ブリコードされた差動NRZ信号を入力として、当該NRZ電気入力信号と当該ブリコードされた差動NRZ信号の符号論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段と、2つの当該差動論理積符号手段からの論理の異なる2つの論理積符号化NRZ信号のパワ加算を行うパワ加算符号を出力するパワ加算手段と、当該光クロック光信号を入力として、当該パワ加算符号にしたがって、3値のパワ加算符号の第2のレベルを中心パワ加算符号を折り返し、パワ加算符号の第1と第3のレベルに対応する光変調位相が異なるように当該光クロック光信号を強度変調手段とを備える構成とすることもできる。

【0025】本発明の別の構成として、前記変換する手段は、クロック信号にしたがって連続光を光強度変調を行う第1の光強度変調手段と、この第1の光強度変調手段の出力光信号をNRZ電気信号にしたがって光強度変調を行う第2の光強度変調手段と、当該NRZ電気信号を入力し当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理和の値を出力するブリコード手段と、この排他的論理和の値にしたがって前記第2の光強度変調手段の出力光信号の1パルス毎に $\pi/2$ ずつの位相変化を与える位相変調手段とを備える構成とすることもできる。

【0026】

【発明の実施の形態】発明の実施の形態を図1、図1'、図1、図2、図2'および図2'を参照して説明する。図1は本発明第1実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。図1'は本発明の第2実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。

【0027】図1'は、本発明の第3実施例の光伝送装置の要部ブロック図である。図2'は本発明の第4実施例の光伝送装置の要部ブロック図である。図2'は、本発明の第5の光伝送装置の要部ブロック図である。

【0028】本発明の第1実施例は、図1に示すように、NRZ電気信号を入力する入力端子1'4および1'4'、と、この入力端子1'4および1'4'から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。

【0029】ここで、本発明の特徴とすることも、前記変換する手段は、入力端子1'4および1'4'から入力されたNRZ差動電気信号を当該NRZ差動電気信号の値と当該NRZ差動電気信号の符号値を1ビット遅延さ

せた信号との排他的論理の値を出力するプリコード手段であるプリコード回路1および1' と、この排他的論理の値の立ち上がり点および立ち下がり点でそれぞれ極性の異なる微分電気信号パルスを生成する微分符号化手段であるバンドパスフィルタ2および2' と、この微分電気信号パルスにしたがって3値微分電気信号の第2のレベルを中心とする電気パルス波形を折り返し、かつ、微分信号の第1と第3のレベルに対応する光変調信号位相が異なるように連続光を強度変調する光強度変調手段である光強度変調器4とを備えるところにある。なお、光強度変調器4は、マッハゼンダ強度変調器を含む。

【0030】本発明の第2の実施例は、図10に示すように、NRZ電気信号を入力する入力端子71とこの入力端子71から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。

【0031】ここで、本発明の特徴とするところは、前記変換する手段は、入力端子71から入力されたシングルエンドNRZ電気信号を当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理の値を差動出力するプリコード手段である差動出力プリコード手段72と、この排他的論理の値の立ち上がり点および、たち下がり点で、それぞれ極性の異なる微分電気パルスを生成する微分符号化手段であるバンドパスフィルタ2および2' と、この微分電気パルスにしたがって、3値の微分電気信号の第2のレベルを中心とする電気パルス波形を折り返し、微分信号の第1と第3のレベルに対応する光変調信号位相が異なるように連続光を強度変調する光強度変調手段である光強度変調器4とを備えるところにある。なお光強度変調器4はマッハゼンダ強度変調器を含む。

【0032】本発明の第3の実施例は、図12に示すように、NRZ電気信号を入力する入力端子81とこの入力端子81から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。

【0033】ここで、本発明の特徴とするところは、前記変換する手段は、当該NRZ電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段である電気クロック発生回路86と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源83と、シングルエンドNRZ電気入力信号を入力し、当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理の値を差動出力するプリコード手段72と、NRZ電気入力信号とプリコードされた差動NRZ信号を入力して、NRZ電気入力信号とプリコードされた差動NRZ信号の論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段73、73'、82、82' と、当該光クロック電気信号を入力として、当該差動論理積符号にしたがって、各アームの変調部が電気的に絶縁され直

列に配置された2つ変調部を変調するより、当該光クロック光入力信号の強度と位相を独立して変調し出力光信号のマークビットの位相が互にπ異なるように強度変調する光強度変調手段84とを備えるところにある。

【0034】本発明の第4の実施例は、図20に示すように、NRZ電気信号を入力する入力端子91と、この入力端子91から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。

【0035】ここで、本発明の特徴とするところは、前記変換する手段は、当該NRZ電気信号が同期するクロック電気信号を発生する手段である電気クロック発生回路86と、当該クロック電気信号を入力として、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源83と、シングルエンドNRZ電気入力信号を入力し、当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理の値を差動出力するプリコード手段72と、NRZ電気入力信号とプリコードされた差動NRZ信号を入力として、NRZ電気入力信号とプリコードされた差動NRZ信号の論理積の値を差動出力する2つの差動論理積符号手段82、82' と、2つの当該差動論理積手段からの論理の異なる2つの論理積符号手段NRZ信号のパワ加算を行うパワ加算符号を出力するパワ加算手段100、101と、当該光クロック光信号を入力として、当該パワ加算符号にしたがって、3値のパワ加算符号の第2のレベルを中心にパワ加算符号を折り返し、パワ加算符号の第1と第3のレベルに対応する光変調信号位相がπ異なるように当該光クロック光信号を強度変調する光強度変調手段102とを備えるところにある。

【0036】本発明の第5実施例は、図26に示すように、NRZ電気信号を入力する入力端子18と、この入力端子18から入力された前記NRZ電気信号をRZ光信号に変換する手段とを備えた光伝送装置である。

【0037】ここで、本発明の特徴とするところは、前記変換する手段は、入力端子19から入力されたクロック信号にしたがって連続光を光強度変調を行う第1の光強度変調手段である光強度変調器31と、この光強度変調器31の出力光信号をNRZ電気信号にしたがって光強度変調を行う第2の光強度変調手段である光強度変調器32と、当該NRZ電気信号を入力し当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理の値を出力するプリコード手段72と、当該光クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源83と、シングルエンドNRZ電気入力信号を入力し、当該NRZ電気信号の値と当該NRZ電気信号の符号値を1ビット遅延させた信号との排他的論理の値を出力するプリコード手段72と、この排他的論理の値にしたがって光強度変調器32の出力光信号のマークパルス毎にπずつの位相変化を与える位相変調手段である位相変調器40とを備えるところにある。

【0038】

【実施例】（第1実施例）本発明第1実施例を図1～図9を参照して説明する。図1に示すように、多重化されたNRZ差動電気信号を入力端子1'4および1'4'から

入力し、各々ブリコーディングされた符号化NRZ電気信号を出力するブリコーディング回路1および1'、符号化NRZ電気信号を入力とし、グランドレベルを中心とする微振幅が等しく極性の異なる微分信号パルスを生成する微分回路としてのバンドバスフィルタ2および2'、微分信号を光強度変調器4の駆動電圧まで増幅する容量結合型の駆動回路3および3'、と、駆動回路3および3'により増幅された差動微分信号を入力として、RZ光信号を生成するpush-pull1タイプのMach-Zehnder型の光強度変調器4と、光強度変調器4の出力を増幅する光増幅器6から構成されている。ブリコード回路1および1'はバンドバスフィルタ2および2'は、相補的な出力をもつペイパラ符号変換器として構成してもよい。また、図2にブリコード回路2および2'の構成を示す。本発明のブリコード回路2および2'は、捷続的論理回路7および1ビット遅延回路8により構成される。本発明の第1実施例の光伝送装置の各部の波形を図3に示す。

【0039】ここで、本発明の利点を説明する。本発明の利点は、以下の4点である。1) NRZ電気信号をブリコーディングしたも受動マイクロ波部品等により微分信号に変換することにより、入力信号が直流成分を含まない直流平衡符号であります3信号にならうため、駆動回路3および3'は、直流からのベースバンド増幅特性が必要なくなり、3dB帯域も従来の半分のB(Hz)で増幅が可能となる。2) 従来のRZ電気信号をそのまま増幅する方式では、容量結合型の駆動回路を用いること信号のマーク率変動により駆動波形のDCレベル変動が生じ、駆動回路の出力ダイナミックレンジを約2倍以上とする必要があり、また、マーク率によって変動する光強度変調器4のバイアス点をマーク率によって補償する制御回路が必要であった。本発明を用いれば、微分信号は直流成分を含まないため、マーク率によるDCレベル変動がなく上記の問題が解決される。3) また、図4は本発明の光強度変調器4の動作を説明するための図であり、横軸に駆動電圧をとり、縦軸に光強度をとる。push-pull1タイプのMach-Zehnder型の光強度変調器4の周期的な電気光応答特性を利用し、動作点として図4のように選ぶことにより、微分信号の異なる特性を持つパルスが、点Aの直流レベル(第2のレベル)を中心折り返され、結果として一段構成の光強度変調器4からRZ光信号パルスが生成される。このとき、図4の点B(第1のレベル)と点C(第3のレベル)の光の位相は△だけ異なる、各々符号化NRZ電気信号の位相の立ち上がりエッジと立ち上がりエッジに対応しているため、隣合うRZ光信号パルス位相は必ず反転している。また、1/4波長ショートストップ線路(伝送速度のクロック周波数B(Hz)における)を用いることによりほぼパルスduty cycleが1/2となる。これにより、生成されたRZ光信号帯域は2Bとなり、一段構

成の光強度変調器4で変調できるため、光源5に要求される出力パワーもNRZ変調時と同等にできる。4) 図5は本発明の光伝送装置によるRZ光信号の光スペクトルを示す図であるが、微分信号を用いているため、図4の点Bと点Cの存在確率は必ず1/2となり、生成されたRZ光信号は、図5に示すように、マーク率によらず光のキャリア周波数成分はなくなり、RZ光信号スペクトル密度が従来例のRZ光信号スペクトル密度に比べて低くなる。このため、本発明のRZ光信号のスペクトル密度の最大値が誘導ブルアン散乱(SBS)による閾値密度と等しくなるRZ光信号パワーが、従来例のRZ光信号より高くなる。また、スペクトル密度が低いことにより、伝送路の零分散波長付近で波長多重伝送の場合でも、従来のRZ、NRZ伝送で問題となっていた4光波混合(FWM)によるクロストークの影響を低減することができる。

【0040】本発明の第1実施例の光伝送装置を用いた光送受信装置を図6に示す。図6の例は、伝送速度10Gb/sにおける位相反転RZ信号伝送実験の構成例である。データソース10から出力されたNRZ差動電気信号は、それぞれブリコード回路1および1'に入力される。ブリコード回路1および1'の出力は、バンドバスフィルタ2および2'により前述した微分信号に変換される。この微分信号は駆動回路3および3'により増幅され、光強度変調器4内で光源5からの連続光が駆動回路3および3'の出力信号によって強度変調される。光強度変調器4の出力は光増幅器6によって増幅され、伝送路12により受信側に伝送される。受信側では、まず、アッテネータ9により受信信号の利得が制限され、受信装置13に入力される。受信装置13では、NRZ電気信号およびクロック信号が再生されて受信端末11に入力される。なお、受信側の構成および動作は既知の技術であり、本発明とは直接関係がないので説明は省略する。

【0041】微分信号を生成するバンドバスフィルタ2および2'は、1/4波長ショートストップ線路(伝送速度のクロック周波数B(Hz)における)を用いて実現している。これは適当なバンドバスフィルタを用いても構成できる。本構成では、光強度変調器4の帯域は約8GHzであり従来構成の約半分の帯域で10Gb/s位相反転RZ光信号を発生させた。

【0042】図7は本発明の光伝送装置によるRZ光信号波形を示す図である。図7に示すように、信号のマーク率を1/2、1/4、1/8と変化させても、DCレベル変動制御回路を使わずに安定なRZ光信号が発生できている。

【0043】図8は本発明の光伝送装置によるRZ光信号の光スペクトルおよび従来例の光伝送装置によるRZ光信号の光スペクトルを示す図である。横軸に相対周波数をとり、縦軸に相対出力をとる。図8に示すように、

従来例に比べ、光信号帯域は約半分になっていることが分かる。さらに、図9は本発明と従来例との波長分散耐力を示す図であり、横軸に分散範囲をとり、縦軸に受信感度をとる。図9は、10Gb/sにおける波長分散特性を従来例と本発明とで比較した。図9から受信感度が1dB劣化する分散範囲を比較すると、従来例のRZ光信号は1000ps/nmであるのに対して、本発明は1700ps/nmであり1.7倍となっている。以上から波長分散による劣化の耐力が拡大していることが明らかである。

【0044】(第2実施例)本発明の第2実施例を図10および図11を用いて説明する。図10は本発明の第2実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。図11は、本発明の第2の実施例の光伝送装置のブリコード手段を示す図である。本発明の第2の実施例では、図10に示すようにシングルエンジン入力のNRZ電気信号から、差動のブリコード信号を出力する例である。

【0045】多量化されたシングルエンジンNRZ電気信号を入力端子71から入力し、ブリコーディングされた符号化NRZ電気信号を出力する差動ブリコーディング回路72と、符号化NRZ電気信号を入力とし、グランドレベルを中心に振幅が等しく極性の異なる微分電気パルスを生成する微分回路としてのパンダスマスクル2および2'で微分信号を、光強度変調器4の駆動電圧まで増幅する容量結合型の駆動回路3および3'により増幅された差動微分信号を入力として、RZ光信号を生成するpush-pullタイプのMach-Zehnder型の光強度変調器4と、光強度変調器4の出力を増幅する光増幅器6より構成されている。本発明の差動ブリコード回路72は、図11に示すように、排他的論理と7および1ビット遅延回路8および、ブリコーディングされた出力が相補的な符号化NRZ信号を出力できるよう、出力段に差動変換回路73により構成される。

【0046】(第3実施例)本発明の第3実施例を図12～19を用いて説明する。図12は本発明の第3実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。図13は、本発明の第3の実施例の光伝送装置のブリコード手段を示す図である。図14は、本発明の第3の実施例の光伝送装置の各部の波形を示す図である。図15は、本発明の第3の実施例の光変調手段に印加する2値電気信号のバイアス状態を説明する図である。図16、17は本発明の第3の実施例の光伝送装置の光強度変調器のバイアス印加方法を説明する図である。

【0047】NRZ電気信号が同期するクロック電気信号を発生する電気クロック发生回路86と、当該クロック電気信号に同期した光クロックパルス信号を発生するクロックパルス光源83と、シングルエンジンNRZ電気信号を入力端子81から入力し、ブリコーディングされた符号化NRZ電気信号を出力する差動ブリコーディング回路72と、入力NRZ電気信号とブリコードNRZ

電気信号の論理積をおこなう差動論理積(AND)回路82、82'で、当該論理積出力を差動出力する差動変換回路73および、光強度変調器84より構成される。

【0048】本構成では、電気回路における信号が全て2値NRZ信号ですみ、電気段における3値信号の処理が不要である特徴がある。またバターンジッタのすくない光パルス列を変調するため、変調された光RZ信号のバターンジッタを低減することが可能である。入力NRZ電気信号中のマークビットが入力されるごとに極性が反転する差動ブリコード符号化NRZ出力B1、B2をえる。AND回路82、82'において、入力NRZ電気信号Aとブリコード符号化NRZ電気信号B1、B2の論理積(AND)を行うことにより、入力NRZ電気信号中にマークビットが入力されるごとに当該論理積信号出力ポートC2、C3に交互にマークビットとがが出力する。図12は、光強度変調器84としてMZ型強度変調器を用いた場合をしめており、第1の光変調部と第2の変調部が直列に接続されたブッシュブル構成となっている。2つの光変調部に印加される論理積信号C2、C3は、差動変換回路によって差動出力D1/D2およびD3/D4に変換され、図15に示すようにバイアスされたのち2つの変調部にpush-pull構成で印加される。入力NRZ電気信号中にマークビットが入力されるごとに、AND回路82、82'が交互に開き、第1の変調部と第2の変調部が交互に変調され、結果として第1の変調部で変調されたRZ光信号ビットの位相と第2の変調部で変調されたRZ光信号ビットの位相は必ずしているように変調される。

【0049】図16は、光強度変調器84の動作バイアスを設定する構成を示している。光電気変換手段でモニタした平均パワーモニタとともに、第1および第2の変調部とは電気的に絶縁されたバイアスポート85を通して2つ光導波路の内どちらか一方にバイアスを印加する。

【0050】図17は、光強度変調器84の動作バイアスを設定する別の構成を示している。図18はバイアス制御回路の具体的構成を示している。また図19はマーク率変動を検出するローパスフィルタ回路(LPF)94を示している。図17では、第1の変調部及び第2の変調部の駆動回路21'及び21"の振幅を、各々異なる周波数で微弱に変調したのち、強度変調器84を変調する。強度変調器84を変調したRZ光変調信号は一部分歧されたのち光電気変換手段で電気信号に変換される。パンダスマスクルBPF1およびBPF2において、各々のバイアス制御回路を変調した周波数成分をみだした後、バイアス制御回路1、2(8.8、8.8')にそれぞれ入力される。図18のバイアス制御回路では、もとの変調回路信号源90の変調位相と検出信号91の位相の位相差をミキサ92で検出することによりバイアス信号の変化の向きを検出し、検出信号91の

振幅を最小にするように制御する。このときマーク率検出回路では、マーク率を検出し、あらかじめ測定した duty cycle の値とを考慮して、図 18 におけるバイアス印加電圧に加算器 9 3 により補正を加え、出力する。

【0051】(第4実施例) 本発明の第4実施例を図 2 0 ~ 2 5 を用いて説明する。図 2 0 は本発明の第4実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。図 2 1 は、本発明の第4の実施例の光伝送装置の各部の波形を示す図である。図 2 4 は、本発明の第4の実施例の光変調手段に印加する3値パワ加算電気信号のバイアス状態を説明する図である。図 2 5 は、本発明の第4の実施例の光伝送装置の光強度変調器のバイアス印加方法を説明する図である。

【0052】本構成では、バランジッタのすぐない光パルス列を変調するため、変調された光RZ信号のバランジッタを低減することが可能である。入力NRZ電気信号をプリコード回路 7 2 に入力し、入力NRZ電気信号中のマークピットが入力されるごとに駆動が反転する差動プリコード符号化NRZ出力B1、B2をえる。AND回路 8 2、8 2'において、入力NRZ電気信号Aとプリコード符号化NRZ電気信号B1、B2の論理積(AND)を行うことにより、入力NRZ電気信号中にマークピットが入力されるごとに当該論理積信号山形ポートC2、C3に交互に当該マークピットが outputされる。但し、C2出力信号は、当該NRZ電気信号入力に対して、論理が反転している。図 2 0 は、光強度変調器 1 0 2 としてMZ型強度変調器を用いた場合をしめており、シミュレーション構成となっている。論理積信号C1、C2、C3、C4は、パワ加算回路 1 0 0、1 0 1 によって3値の差動パワ加算出力信号D' 1、D' 2'に変換され、図 2 4 に示すようにバイアスされたのち変調部にpush-pull構成で印加される。MZ型光強度変調器 1 0 2 では、差動パワ加算出力信号の第2のレベルを中心にして差動パワ加算出力信号電気パルス波形を折り返し、差動パワ加算出力信号の第1と第3のレベルに対応する光変調位相が異なるようにクロックパルス光源からのRZ光クロックパルスが変調される。

【0053】図 2 1 はパワ加算回路 1 0 0、1 0 1 を受動部品で構成した例である。50オーム系では、抵抗値Rを50オームに選ぶことにより6dBパワ加算ができる。図 2 5 は、光強度変調器 1 0 2 の動作バイアスをえたる構成例である。変調部とは電気的に絶縁されたバイアスポート 1 0 4 を通して2つ光導波路の内どちらか一方にバイアスを印加する。

【0054】(第5実施例) 本発明の第5実施例を図 2 6 および図 2 7 を参照して説明する。図 2 6 は本発明の

第5実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図である。図 2 7 は本発明の第5実施例の光伝送装置の各部信号波形を示す図である。本発明の第5実施例では、図 2 6 に示すように、光強度変調と光位相変調とをそれぞれ光強度変調器 3 1、3 2 および位相変調器 4 0 により行う例である。

【0055】光源 5 から出力された連続光は光強度変調器 3 1 で、伝送速度に同期したクロック信号により変調され、クロックパルス列信号光を発生し、このクロックパルス列信号光は、光強度変調器 3 2 により、データであるNRZ電気信号により强度変調され、通常のRZ光信号を生成する。データ信号は一部分被さる、プリコード回路 1 で、図 2 7 に示すように、符号変換(D点)され、この符号化NRZ電気信号にしたがって、図 3 0 のE点の光位相変化に示すように、位相変調器 4 0 により(0、π)の位相変調がなされることにより個々のパルスは交互に位相がπ異なるRZ光信号が生成される。

#### 【0056】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、駆動回路/光強度変調器に必要とされる電気信号帯域を従来装置の半分にできるので、光伝送装置の高速化が実現できる。また光信号帯域を従来装置の半分にできるので、光ファイバ伝送路の波長分散による伝送品質劣化を低減することができる光伝送装置を実現できる。本発明では、光キャリアが抑止された変調方式であるから、光信号スペクトルに線スペクトル周波数成分を含まない。したがってSBSによるファイバ内入力パワ制限、4光波混合による波形歪に對して有利である。またパルスubyパルスの位相が反転しているから、伝送路における偏波分散等によるマルチパスによりフェニーニングが起きてても、パルスエッジの重なり部分において位相が反転しているから、強度変調された信号は、パルスエッジの重なり部分の強度は干渉により相殺され、符号間干渉を引き起こし難い。

【0057】すなわち、RZ光信号発生に必要な光スペクトル帯域を従来の半分以下で実現することができる。また、電気回路、光強度変調器に要求される帯域を伝送速度B程度で発生することができる。さらに、SBSによるファイバ内光入力パワ制限を本質的に除くことができる。また、光源の出力パワを低減させることができる。さらに、信号のマーク率変化によるDCレベル変動がない。また、4光波混合(FWM)によるクロストークの影響を低減することができる。さらに、符号間干渉を引き起こし難い。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明第1実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図。

【図2】プリコード回路の構成を示す図。

【図3】本発明第1実施例の光伝送装置の各部の波形を示す図。

【図 4】本発明の光強度変調器の動作を説明するための図。

【図 5】本発明の光伝送装置によるR Z光信号の光スペクトルを示す図。

【図 6】本発明第1実施例の光伝送装置を用いた光送受信装置の構成を示す図。

【図 7】本発明の光伝送装置によるR Z光信号波形を示す図。

【図 8】本発明の光伝送装置によるR Z光信号の光スペクトルおよび従来例の光伝送装置によるR Z光信号の光スペクトルを示す図。

【図 9】本発明と従来例との波長分散耐力を示す図。

【図 10】本発明の第2実施例の光伝送装置の要部ブロック図。

【図 11】本発明の第2実施例の差動プリコード回路の構成を示す図。

【図 12】本発明の第3実施例の光伝送装置の要部ブロック図。

【図 13】本発明の第3実施例の差動プリコード回路の構成を示す図。

【図 14】本発明の第3実施例の光伝送装置の各部の波形を示す図。

【図 15】本発明の第3実施例の光強度変調器の動作を説明するための図。

【図 16】本発明の第3実施例の光強度変調器のバイアス制御の構成例を示す図。

【図 17】本発明の第3実施例の光強度変調器の別のバイアス制御の構成例を示す図。

【図 18】本発明の第3実施例の光強度変調器のバイアス制御回路の実施例を示す図。

【図 19】本発明の第3実施例のマーク率変動を検出回路の構成を示す図。

【図 20】本発明の第4実施例の光伝送装置の要部ブロック図。

【図 21】本発明の第4実施例のパワ加算回路の構成を示す図。

【図 22】本発明の第4実施例の差動プリコード回路の構成を示す図。

【図 23】本発明の第4実施例の光伝送装置の各部の波形を示す図。

【図 24】本発明の第4実施例の光強度変調器の動作を説明するための図。

【図 25】本発明の第4実施例の光強度変調器のバイアス制御の構成例を示す図。

【図 26】本発明第5実施例の光伝送装置の要部ブロック構成図。

【図 27】本発明第5実施例の光伝送装置の各部信号波形を示す図。

【図 28】従来の光伝送装置の構成を示す図。

【図 29】従来の光伝送装置の構成を示す図。

【図 30】従来例の光伝送装置によるN R Z光信号スペクトルを示す図。

【図 31】従来例の光伝送装置によるR Z光信号スペクトルを示す図。

【符号の説明】

1、1' プリコード回路

2、2' バンドパスフィルタ

3、3'、2 1、2 2、2 3 駆動回路

4、3 1、3 2 光強度変調器

5 光源

6 光増幅器

7 排他的論理回路

8 1 ビット遅延回路

9 アッテネータ

10 データソース

11 受信端末

12 伝送路

13 受信装置

14、1 4'、1 8、1 9 入力端子

4 0 位相変調器

5 0 R Z光強度変調器

5 1 N R Z / R Z 変換回路

5 2 R Z光強度変調器駆動回路

5 3 S B S 抑圧用線性変調回路

6 0 N R Z光強度変調器

6 1 クロック光強度変調器

6 2 N R Z光強度変調器駆動回路

6 3 クロック光強度変調器駆動回路

6 4 位相制御回路

7 1、8 1 シングルエンド N R Z 入力端子

7 2 差動プリコード回路

8 2 論理積回路

8 3 クロックパルス光源

8 4 光強度変調器

8 5 バイアスポート

40 9 0 要調周波数信号源

9 2 位相比較器

9 3 加算器

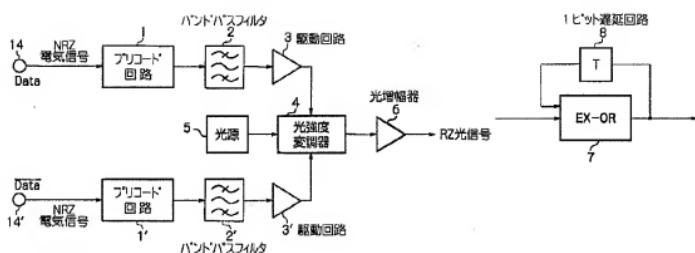
9 4 低域通過フィルタ (Low Pass Filter: LPF)

1 0 0、1 0 1 パワ加算器

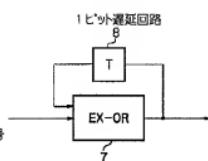
1 0 2 光強度変調器

1 0 4 バイアス印加端子

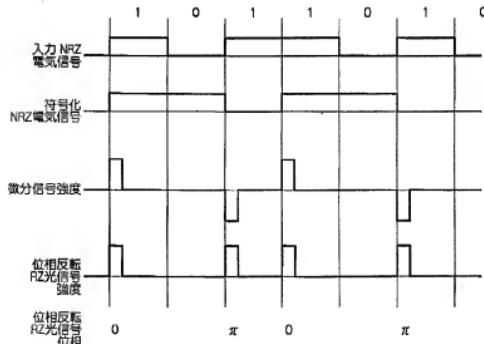
【図1】



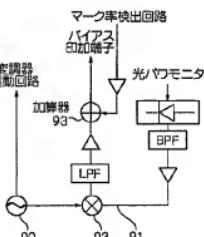
【図2】



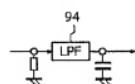
【図3】



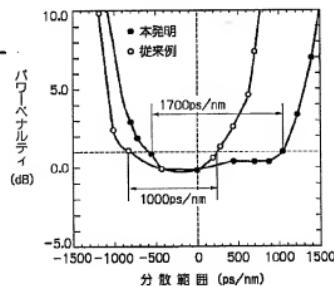
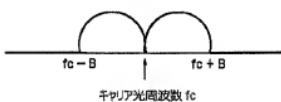
【図1.8】



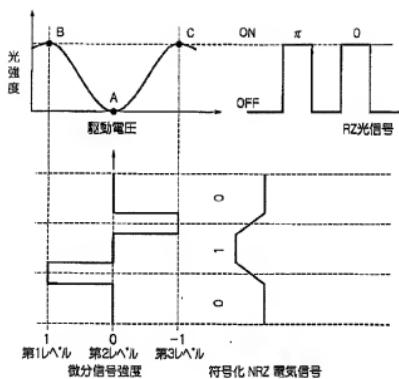
【図1.9】



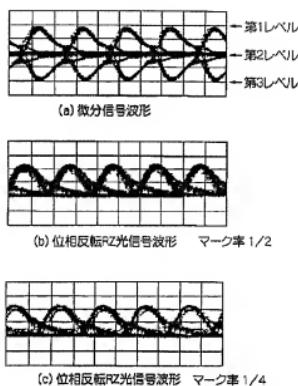
【図5】



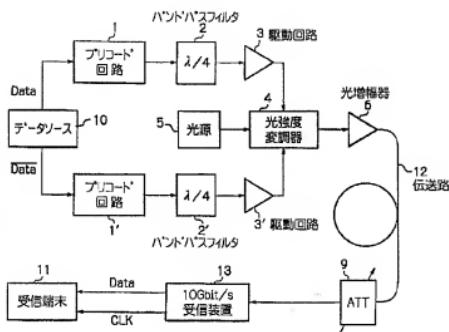
【図4】



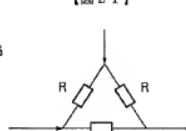
【図7】



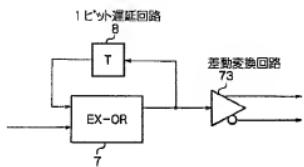
【図6】



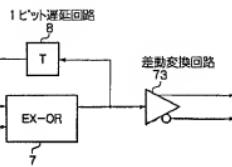
【図21】



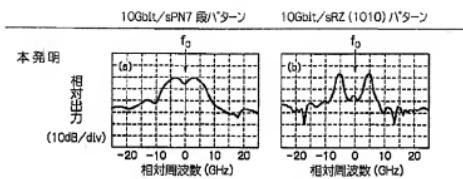
【図11】



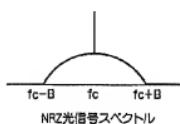
【図13】



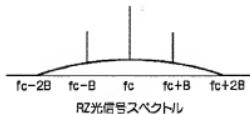
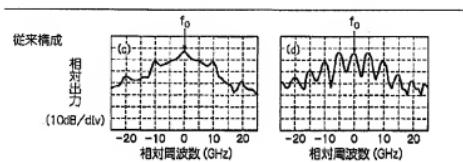
【図 8】



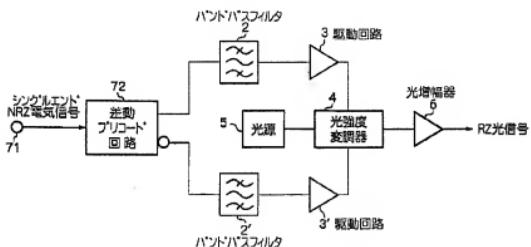
【図 30】



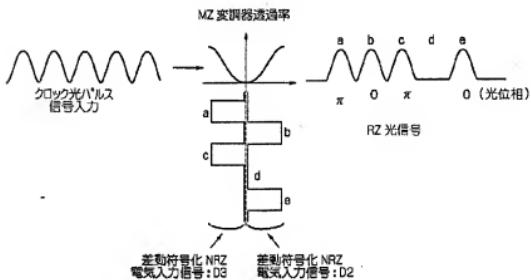
【図 31】



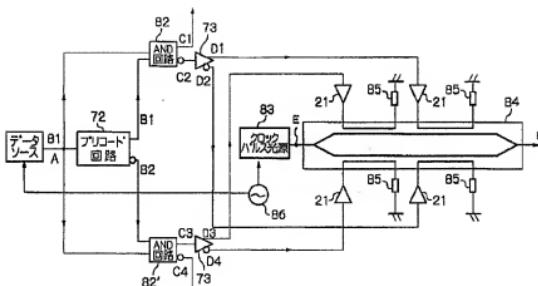
【図 10】



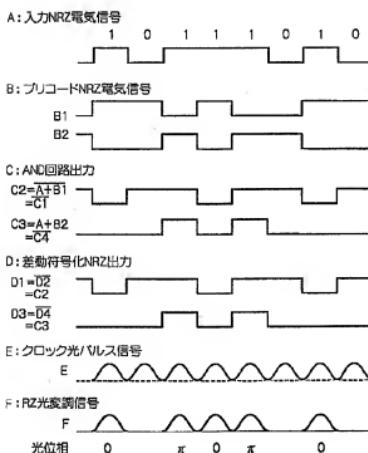
【図 15】



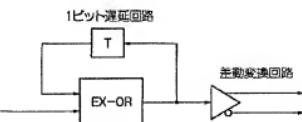
【図12】



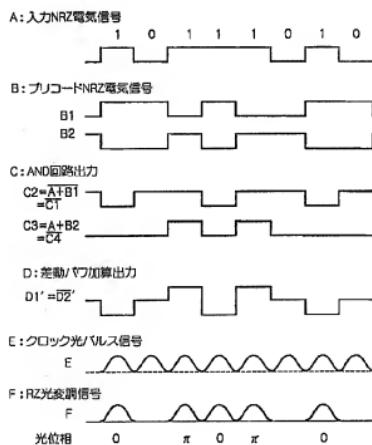
【図14】



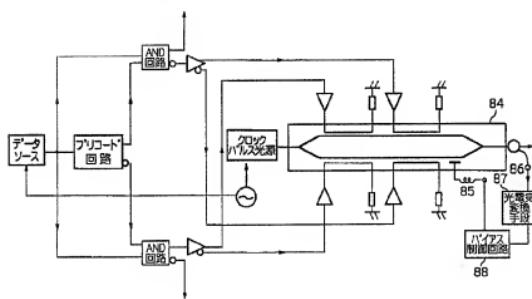
【図22】



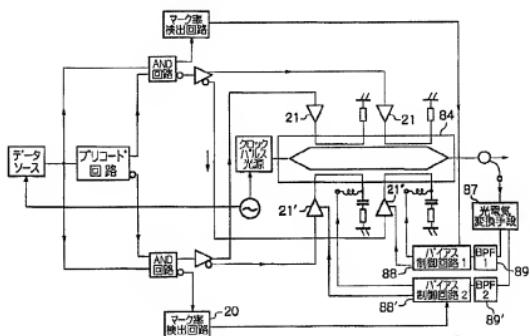
【図23】



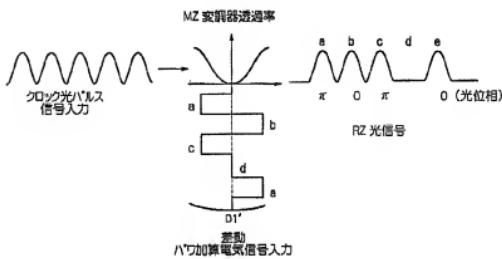
【図16】



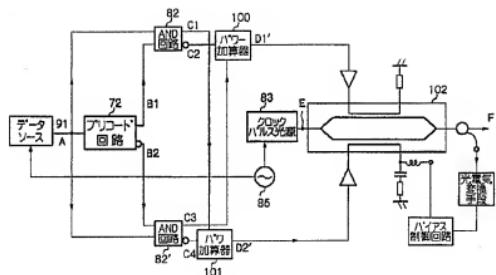
【図17】



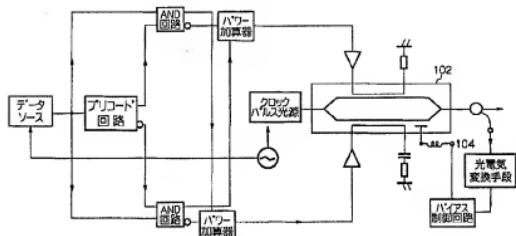
【図24】



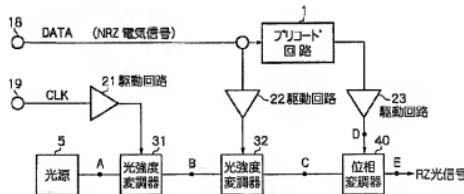
【図20】



【図25】



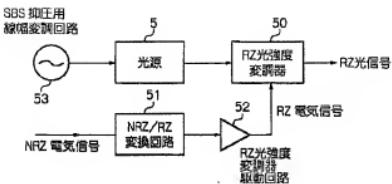
【図26】



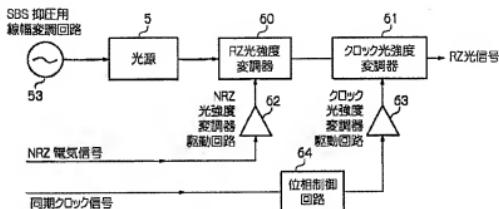
【図27】



【図28】



【図29】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.

H 04 L 25/493

識別記号

F I

7-22-1 (参考)